

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-244250

(43)Date of publication of application : 08.09.2000

(51)Int.Cl.

H03F 1/30

H03F 3/45

(21)Application number : 11-043524

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 22.02.1999

(72)Inventor : OTAKA SHOJI

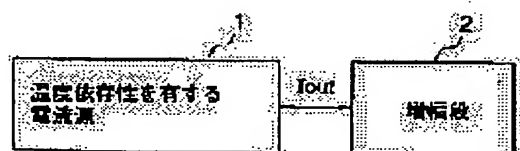
## (54) TEMPERATURE COMPENSATED AMPLIFIER

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To eliminate the temperature dependency of gain without increasing noises and to secure a stable gain in a wide range of temperatures by using a 1st power flow having the temperature dependency and an amplifier stage including a pair of transistors where a common emitter terminal is connected to the 1st power flow.

**SOLUTION:** This amplifier comprises a 1st power flow 1 which has the temperature dependency and an amplifier stage 2 which inputs the output current  $I_{out}$  received from the flow 1. If the stage 2 is a differential amplifier, the flow 1 is connected to the common emitter terminal of a pair of differential transistors. Meanwhile, the flow 1 is connected to the emitter of an emitter grounded transistor if the stage 2 is an emitter grounded amplifier. The gain of the differential amplifier or the emitter grounded amplifier has the temperature dependency.

However, the gain temperature characteristics of these two amplifiers are eliminated when the current of a current source having the temperature dependency is used as the bias current that is supplied to the common emitter terminal of the differential transistor pair or the emitter terminal of the emitter grounded transistor.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.03.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-244250

(P2000-244250A)

(43) 公開日 平成12年9月8日 (2000.9.8)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テマコード (参考)

H 0 3 F 1/30  
3/45

H 0 3 F 1/30  
3/45

A 5 J 0 6 6  
A 5 J 0 9 0

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平11-43524

(22) 出願日 平成11年2月22日 (1999.2.22)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 大高 章二

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

(74) 代理人 100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

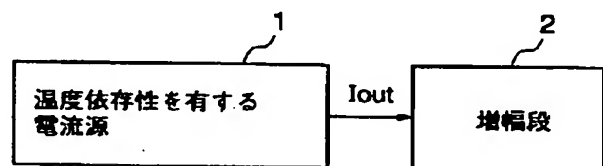
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 温度補償を施した増幅器

(57) 【要約】

【課題】 雑音を増大させることなく利得の温度依存性をなくし、広い温度範囲にわたって安定した利得が得られる増幅器を提供する。

【解決手段】 温度依存性を有する電流源1と差動増幅器またはエミッタ接地増幅器からなる増幅段2により構成され、増幅段2は電流源1に差動トランジスタ対の共通エミッタ端子またはエミッタ接地トランジスタの交流的に接地されたエミッタが接続される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】温度依存性を有する第1の電流源と、前記第1の電流源に共通エミッタ端子が接続された差動トランジスタ対を含む増幅段と、を具備することを特徴とする温度補償を施した増幅器。

【請求項2】温度依存性を有する第1の電流源と、前記第1の電流源にエミッタが接続されたエミッタ接地トランジスタを含む増幅段と、を具備することを特徴とする温度補償を施した増幅器。

【請求項3】温度依存性を有する第1の電流源と、温度依存性のない第1の利得制御信号を前記第1の電流源の出力電流を用いて温度依存性を有する第2の利得制御信号に変換する制御信号変換手段と、前記第2の利得制御信号に従って利得が制御される利得制御増幅器と、を具備することを特徴とする温度補償を施した増幅器。

【請求項4】温度依存性を有する電流の温度に対して変化する成分のみを出力する第1の電流源と、温度依存性を有しない第2の電流源と、温度依存性のない第1の利得制御信号を前記第1の電流源および第2の電流源の出力電流を用いて温度依存性を有する第2の利得制御信号に変換する制御信号変換手段と、前記第2の利得制御信号に従って利得が制御される利得制御増幅器と、を具備することを特徴とする温度補償を施した増幅器。

【請求項5】前記第1の電流源は、バンドギャップリファレンス回路またはWidlar回路から温度依存性を有する電流を取り出して出力することを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項に記載の増幅器。

【請求項6】前記第1の電流源は、バンドギャップリファレンス回路またはWidlar回路から温度依存性を有する電流を取り出し、この温度依存性を有する電流と温度依存性を有しない電流との差の電流を出力することを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項に記載の増幅器。

【請求項7】前記制御信号変換手段は、第1の利得制御信号を $V_x$ 、第2の利得制御信号を $V_y$ とし、熱電圧を $V_T$ 、1以上の定数を $R_k$ としたとき、

$$V_y = V_T \cdot \ln \{ \exp (R_k \cdot V_x / V_T) - 1 \}$$

なる入出力特性を有し、

前記利得制御増幅器は、入力信号電流を $I_{sig}$ 、出力信号電流を $I_a$ としたとき、

$$I_a / I_{sig} = 1 / [1 + \exp (V_y / V_T)]$$

なる伝達関数を有することを特徴とする請求項3または4に記載の増幅器。

【請求項8】前記制御信号変換手段は、一方のトランジスタのコレクタ端子とベース端子が接続され、他方のトランジスタのトランジスタのベース端子が所定の直流レベルに固定された差動トランジスタ対

と、前記差動トランジスタ対の共通エミッタ端子にコレクタ端子が接続され、ベース端子とエミッタ端子間に所定のバイアス電圧が印加された第1のトランジスタと、前記第1のトランジスタのベース端子に一端が接続された抵抗と、

ベース端子が前記抵抗の他端に接続されると共に、前記第1の利得制御信号から前記第1の電流源の出力電流または前記第1の電流源および第2の電流源の出力電流を用いて生成される利得制御電流がベース端子に供給される第2のトランジスタと、

前記第2のトランジスタのコレクタ端子に電流入力端子が接続され、電流出力端子が前記差動トランジスタ対の前記一方のトランジスタのコレクタ端子に接続される第1のカレントミラー回路とを有し、

前記差動トランジスタ対の二つのトランジスタのベース端子の電位差を前記第2の利得制御信号として出力することを特徴とする請求項7に記載の増幅器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、携帯無線機等に用いられる増幅器、さらには利得可変の増幅器に係り、特に温度補償を施した増幅器に関する。

## 【0002】

【従来の技術】近年、携帯電話機に代表される無線通信機器の開発が盛んに行われている。これらの無線通信機器は、例えば人間が所持したり、自動車などに搭載されて使用されるため、小型かつ軽量であることが要求される。このため、機器を構成する部品は従来の構成部品単体を多数接続したハイブリッド構成よりも、小型化、軽量化に向くモノリシックIC（集積回路）化が強く望まれている。部品の小型化の他に、機器の低価格化も当然に要求されるが、モノリシックIC化は低価格化にも欠かせない技術である。

【0003】この種の無線通信機器の使用温度範囲は非常に広く、例えば $-40^{\circ}\text{C}$ から $80^{\circ}\text{C}$ 程度まで回路の特性を保証する必要がある。しかしながら、このような広い温度範囲においては、一般に電子回路の利得が温度により大幅に変化してしまう。これを避けるため、従来では図17(a)に示す増幅器を用いて利得の温度依存性を小さくしている。この増幅器は、差動トランジスタ対を構成するトランジスタ $Q_{100}$ 、 $Q_{101}$ のエミッタ端子間にエミッタ縮退抵抗 $R_{100}$ を接続した差動増幅器である。トランジスタ $Q_{100}$ 、 $Q_{101}$ のエミッタ端子は電流源 $I_{100}$ 、 $I_{101}$ をそれぞれ介して接地され、コレクタ端子は抵抗 $R_{100}$ 、 $R_{101}$ をそれぞれ介して電源 $V_{cc}$ に接続される。入力信号はトランジスタ $Q_{100}$ 、 $Q_{101}$ のベース端子間に印加され、出力信号はトランジスタ $Q_{100}$ 、 $Q_{101}$ のコレクタ端子間から取り出される。この増幅器の電圧利得 $G_1$ は、

$R101 = R102$ としたとき、次式で近似的に表され

$$G1 = 2 \times R101 / R100$$

抵抗（電気抵抗）は一般に温度特性を持ち、その値は一般に  $R(T) = R(\Delta T) = R(T_0) \times (1 + f(\Delta T))$  と表されるとする。ここで、 $T$ は環境の温度、 $\Delta T = T - T_0$ 、 $T_0$ は室温（常温）、 $R(T_0)$ は室温での抵抗値であり、 $f(\Delta T)$ は温度依存性を示す温度

$$\begin{aligned} G1(\Delta T) &= 2 \times R101(T_0) \times (1 + f(\Delta T)) \\ &\quad / R100(T_0) \times (1 + f(\Delta T)) \\ &= 2 \times R101(T_0) / R100(T_0) \quad (2) \end{aligned}$$

このように図17(a)の増幅器は利得の温度依存性を相殺する優れた手法であるが、エミッタ縮退抵抗 $R100$ による雑音が大きいう問題がある。無線通信機器に用いる増幅器は、一般に広いダイナミックレンジが要求されるため、このエミッタ縮退抵抗による雑音を小さ

$$G2(T) = 2 I_c \times R101 / VT$$

ここで、 $I_c$ は電流源 $I103$ の電流値である。 $VT$ は熱電圧であり、 $VT = kT/q$ （ $k$ ：ボルツマン定数、 $q$ ：電荷素量）で表され、温度 $T$ に比例する。従って、図17(b)の構成は雑音には優れているものの、利得が温度により大幅に変化してしまう。熱電圧 $VT$ の温度依存性は抵抗の温度特性よりも一般に大きいため、特に $VT$ の温度補償が強く求められる。

#### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来のエミッタ縮退抵抗を用いた差動増幅器は、利得の温度依存性を相殺できるという利点を有する反面、エミッタ縮退抵抗による雑音が大きいため、広いダイナミックレンジが要求される無線通信機器には好ましくない。一方、エミッタ縮退抵抗を有しない差動増幅器は、利得の温度依存性が大きく、使用温度範囲が広い無線通信機器には適用が難しいという問題があった。

【0006】本発明は、雑音を増大させることなく利得の温度依存性をなくし、広い温度範囲にわたって安定した利得が得られる増幅器、さらには温度に対して安定な可変利得特性が得られる可変利得増幅器を提供することを目的とする。

#### 【0007】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため、本発明に係る増幅器は温度依存性を有する第1の電流源と、この第1の電流源に共通エミッタ端子が接続された差動トランジスタ対または該第1の電流源にエミッタが接続されたエミッタ接地トランジスタを含む増幅段とを有することを特徴とする。

【0008】第1の電流源は、例えばバンドギャップリファレンス回路または $Widlar$ 回路を用いて構成され、これらの回路から温度依存性を有する電流を取り出して出力するか、またはバンドギャップリファレンス回路または $Widlar$ 回路から温度依存性を有する電流を取り出し、この温度依存性を有する電流と温度依存性

る。

#### (1)

に関する多項式である。このような抵抗の温度特性を考慮すると、式(1)は次式(2)のようになり、抵抗 $R101$ と $R100$ の温度依存性が互いに打ち消される。  
【0004】

くする必要がある。雑音の点から考えれば、図17

(b)に示すようにエミッタ縮退抵抗を除去した構成が望ましいが、利得 $G2$ は次式に示すように温度特性を持つてしまう。

#### (3)

を有しない電流の差の電流を出力するように構成される。

【0009】差動増幅器やエミッタ接地型増幅器の利得は温度依存性をもつが、差動トランジスタ対の共通エミッタ端子またはエミッタ接地トランジスタのエミッタ端子に与えるバイアス電流として温度依存性を有する電流源の電流を用いることによって、これらの増幅器の利得の温度特性が打ち消される。従って、エミッタ縮退抵抗を用いた場合のような雑音の増大を伴うことなく、広い温度範囲にわたって安定した利得が得られる。

【0010】本発明に係る他の増幅器は、 $V_y$ を利得制御増幅器に供給される利得制御電圧、 $k(T)$ を温度に依存する変数、 $R(T)$ を温度依存性のある抵抗の抵抗値、 $VT$ を熱電圧としたとき、利得が  $\exp(-k(T)R(T)V_y/VT(T))$  に比例する可変利得増幅器であって、 $R(T)/VT(T)$  または  $1/VT(T)$  の温度特性を  $k(T)$  により相殺することの特徴とする。このような構成により、利得が温度に対して安定な利得可変特性が得られる。

【0011】一つの態様によると、この可変利得増幅器は、温度依存性を有する第1の電流源と、温度依存性のない第1の利得制御信号を第1の電流源出力電流を用いて温度依存性を有する第2の利得制御信号に変換する制御信号変換手段と、第2の利得制御信号に従って利得が制御される利得制御増幅器とからなる。

【0012】他の態様によると、この可変利得増幅器は、温度依存性を有する電流の温度に対して変化する成分のみを出力する第1の電流源と、温度依存性を有しない第2の電流源と、温度依存性のない第1の利得制御信号を第1の電流源および第2の電流源の出力電流を用いて温度依存性を有する第2の利得制御信号に変換する制御信号変換手段と、第2の利得制御信号に従って利得が制御される利得制御増幅器とからなる。

【0013】これらの可変利得増幅器においても、第1

の電流源は、例えばバンドギャップリファレンス回路またはWidlar回路を用いて構成され、これらの回路から温度依存性を有する電流を取り出して出力するか、またはバンドギャップリファレンス回路またはWidlar回路から温度依存性を有する電流を取り出し、この温度依存性を有する電流と温度依存性を有しない電流の差の電流を出力するように構成される。

【0014】制御信号変換手段は、第1の利得制御信号を $V_x$ 、第2の利得制御信号を $V_y$ とし、熱電圧を $V_T$ 、1以上の定数を $R_k$ としたとき、

$V_y = V_T \cdot \ln \{ \exp (R_k \cdot V_x / V_T) - 1 \}$   
なる入出力特性を有し、また利得制御増幅器は、入力信号電流を $I_{sig}$ 、出力信号電流を $I_a$ としたとき、 $I_a / I_{sig} = 1 / [1 + \exp (V_y / V_T)]$ なる伝達関数を有することが望ましい。このような構成により、第1の利得制御信号に対して利得が指数関数的に変化し、かつ利得が温度に対して安定な利得可変特性が実現される。

【0015】この制御信号変換手段は、例えば、一方のトランジスタのコレクタ端子とベース端子が接続され、他方のトランジスタのトランジスタのベース端子が所定の直流レベルに固定された差動トランジスタ対と、この差動トランジスタ対の共通エミッタ端子にコレクタ端子が接続され、ベース端子とエミッタ端子間に所定のバイアス電圧が印加された第1のトランジスタと、この第1のトランジスタのベース端子に一端が接続された抵抗と、ベース端子が該抵抗の他端に接続されると共に、第1の利得制御信号から第1の電流源の出力電流または第1の電流源および第2の電流源の出力電流を用いて生成される利得制御電流が供給される第2のトランジスタと、この第2のトランジスタのコレクタ端子に電流入力端子が接続され、電流出力端子が前記差動トランジスタ対のベース端子とコレクタ端子が共通接続された一方のトランジスタのコレクタ端子に接続される第1のカレントミラー回路とにより構成され、差動トランジスタ対の二つのトランジスタのベース端子の電位差を第2の利得制御信号として出力する。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

$$V_{out} = V_{BEQ113} + V_T \cdot \ln (N) R_{111} / R_{112}$$

ここで、 $V_{BEQ113}$ はトランジスタQ113のベース・エミッタ電圧であり、負の温度特性（ $-2\text{ mV/K}$ ）をもち、また $V_T$ は熱電圧であり、正の温度特性（ $+0.085\text{ mV/K}$ ）をもつ（文献1参照）。これら2つ温度特性が互いに相殺されるように $\ln (N) R_{111} / R_{112}$ を設定することで、温度依存性のない出力電圧 $V_{out}$ を生成することができる。図1中に示した温度

$$I_{111} (\Delta T) = V_T (\Delta T) \ln (N) / R_{112} (\Delta T)$$

（第1の実施形態）図1は、本発明の第1の実施形態に係る増幅器の概略構成を示すブロック図である。この増幅器は、差動増幅器やエミッタ接地増幅器などの増幅器に、利得に対する温度補償を施したものであり、温度依存性を有する電流源1と、この電流源1からの出力電流 $I_{out}$ を入力とする増幅段2により構成される。

【0017】増幅段2は、差動増幅器またはエミッタ接地増幅器であり、差動増幅器の場合は差動トランジスタ対の共通エミッタ端子に電流源1が接続され、エミッタ接地増幅器の場合はエミッタ接地トランジスタのエミッタに電流源1が接続される。

【0018】次に、温度依存性を有する電流源1の構成法について説明する。温度依存性を有する電流源1は、図2（a）に示すようなバンドギャップリファレンス回路、または図2（b）に示すようなWidlar回路を基本として実現することができる。

【0019】図2（a）のバンドギャップリファレンス回路は、例えば文献1：P.R.Gray and R.G.Meyer, "Analysis and Design of ANALOG INTEGRATED CIRCUITS, 3rd edition", WILEY.に記載された周知のバイアス回路であり、温度依存性のない電流源I112がトランジスタQ113のコレクタ端子と電源 $V_{cc}$ との間に接続される。トランジスタQ113のエミッタ端子は接地され、ベース端子はトランジスタQ112のコレクタ端子と抵抗 $R_{111}$ の一端に接続される。トランジスタQ112のエミッタ端子は抵抗 $R_{112}$ を介して接地され、ベース端子はダイオード接続されたトランジスタQ111のベース端子およびコレクタ端子に接続される。トランジスタQ111のエミッタ端子は接地され、コレクタ端子およびベース端子は抵抗 $R_{110}$ を介して抵抗 $R_{111}$ の他端とトランジスタQ110のエミッタ端子に接続される。トランジスタQ110のベース端子はトランジスタQ113のコレクタ端子に接続され、コレクタ端子は電源 $V_{cc}$ に接続される。

【0020】この回路では、トランジスタQ111とQ112のエミッタ面積比が所望の値 $N$ （ $N > 1$ ）に設定される。このように接続されたバンドギャップリファレンス回路の出力電圧 $V_{out}$ は、以下の式で表される。

【0021】

(4)

依存性を有する電流源1は、電流源I111またはI110を参照して構成される電流源であり、次式（5）で表されるように、温度電圧 $V_T$ 、つまり温度に比例し、抵抗の温度特性に反比例する電流を発生するものである。

【0022】

$$= I_{1111}(T_o) \{1 + (1-r) \Delta T / T_o\} \quad (5)$$

ここで、 $\Delta T = T - T_o$ 、 $V_T(\Delta T) = V_T(T_o) \{1 + \Delta T / T_o\}$ 、 $r$ は抵抗の一次の温度係数、 $R_{112}(T) = R_{112}(\Delta T) = R_{112}(T_o) \{1 + r \Delta T / T_o\}$ 、 $I_{1111}(T_o) = V_T(T_o) \ln(N) / R_{112}(T_o)$ とした。式(5)から、 $I_{1111}(\Delta T)$ は温度係数 $1-r$ をもつ温度に比例した電流を供給する電流源と近似できる。ただし、一般に $V_T$ の温度係数 $1$ に比べ抵抗の温度係数 $r$ は小さい( $1 > r$ )ので、温度係数はほぼ $1$ となる。

$$I_{1111} = V_T [\ln(N) + \ln(I_{1110} / I_{1111})] / R_{112} \quad (6)$$

ここで、電流 $I_{1111}(T)$ が近似的に温度に比例することについて、以下に説明する。説明し易いように電流 $I_{1111}(T) = I_{1111}(T_o) \times (1 + k \Delta T / T_o)$ 、 $R_{112}(T) = R_{112}(\Delta T) = R_{112}(T_o) \times \{1 + r \Delta T / T_o\}$ 、 $V_T(T) = V_T(T_o) \times (1 + \Delta T / T_o)$ に置き換える。温度 $T_o$ にお

$$\begin{aligned} I_{1111}(T_o) \times (1 + k \Delta T / T_o) \\ = V_T(T_o) / R_{112}(T_o) \times (1 + \Delta T / T_o) \\ \{1 - r \Delta T / T_o\} \times [\ln(N) + \ln\{I_{1110}(T_o) / (I_{1111}(T_o) \times (1 + k \Delta T / T_o))\}] \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)は以下の式に近似される。

$$\begin{aligned} \text{式(7)} &= V_T(T_o) \ln(N) / R_{112}(T_o) \times (1 + \Delta T / T_o) \\ &\{1 - r \Delta T / T_o\} \times [1 + \ln(I_{1110}(T_o) / I_{1111}(T_o)) / \ln(N) - \ln(1 + k \Delta T / T_o) / \ln(N)] \end{aligned} \quad (8)$$

$\ln\{I_{1110}(T_o) / I_{1111}(T_o)\} = 0$ であるので、式(8)は次式に近似される。

$$\begin{aligned} \text{式(8)} &= I_{1111}(T_o) \times (1 + (1-r) \Delta T / T_o) \times [1 - k / \ln(N) \times \Delta T / T_o] \\ &= I_{1111}(T_o) \times [1 + (1-r) \Delta T / T_o - k / \ln(N) \times \Delta T / T_o] \\ &= I_{1111}(T_o) \times [1 + (1-r-k / \ln(N)) \times \Delta T / T_o] \end{aligned} \quad (9)$$

式(7)の左辺と式(9)の右辺は等しいと近似できる  
 $k = (1-r-k / \ln(N))$

よって、 $k = (1-r) / (1 + 1 / \ln(N))$ の条件において、近似的に式(7)が満たされることになる。従って、図2(b)の回路においても、温度に比例した電流 $I_{1111}$ を取り出すことができる。ただし、図2(a)の回路における温度の比例係数( $k=1$ )に比べ、温度の比例係数 $k(<1)$ は小さくなる。

【0025】次に、図3～図4を用いて、上述したバンドギャップリファレンス回路またはWidlar回路を基本にして温度依存性を有する電流源1を実際に構成する具体例について説明する。

【0026】図3(a)は、温度依存性を有する電流源1の第1の具体例を示す図である。回路構成は、基本的には図2(a)に示したバンドギャップリファレンス回路を用いている。図2(a)と異なる部分は、トランジ

スタQ113のベース端子の接続先をトランジスタQ112のコレクタ端子からトランジスタQ112のベース端子に変えたところである。この回路の電流 $I_{1111}$ は、以下の式で表される。

いては、 $I_{1110}(T_o) = I_{1111}(T_o) = I_{1112}(T_o)$ と設定されるように、回路が設計されているとする。また、 $I_{1110}$ は温度に不感電流 $I_{1112}$ と等しいため、 $I_{1110}(T) = I_{1110}(T_o)$ となる。従って、式(6)は以下のように変形される。

【0024】

ので、以下の式が成り立つ。

(10)

スタQ114と抵抗R113からなる電流源を構成する回路が付加され、出力電流 $I_{out}$ をトランジスタQ114のコレクタ端子から取り出すところである。ただし、抵抗R113の抵抗値は抵抗R112の抵抗値と同じとし、トランジスタQ114のエミッタ面積はトランジスタQ112と同じとする。この場合、温度に比例した電流 $I_{1111}$ が出力電流 $I_{out}$ にコピーされることになる。図3(b)には、温度依存性を有する出力電流 $I_{out}$ の温度特性を示してある。

【0027】図4(a)は、温度依存性を有する電流源1の第2の具体例を示す図である。利得の温度補償を行う場合、温度係数を自由に設定できる電流源が必要となる場合がある。図4(a)は温度係数を自由に設定できる温度依存性を有する電流源であり、図3(a)と同様

に図2(a)に示したバンドギャップリファレンス回路を基本として構成されている。図4(a)の回路接続において、図2(a)と異なる点を示すと、抵抗R110の一端はダイオード接続されたトランジスタQ111のベースおよびコレクタ端子に接続され、他端はトランジスタQ114のエミッタ端子に接続される。トランジスタQ114のベース端子はQ113のコレクタ端子に接続され、コレクタ端子は電源Vccに接続される。抵抗R111の一端はトランジスタQ113のベース端子に接続され、他端はトランジスタQ110のエミッタ端子に接続される。トランジスタQ110のベース端子

$$\begin{aligned} I_{out} &= (\Delta T) = I_{111} (\Delta T) - I_{113} \\ &= I_o (T_o) \times (1 + (1-r) \Delta T / T_o) - m I_o (T_o) \\ &= I_o (T_o) \times (1 - m + (1-r) \Delta T / T_o) \\ &= (1-m) I_o (T_o) \times (1 + (1-r) / (1-m) \times \Delta T / T_o) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)から、温度係数は $(1-r)/(1-m)$ となるため、 $0 \leq r < m < 1$ の範囲で温度係数を1以上にすることが可能となる。

【0030】図4(b)に、 $r=0$ 、 $m=0.5$ とした場合の出力電流 $I_{out}$ の温度特性を示す。この場合、出力電流 $I_{out}(T_o)$ は電流値 $I_o(T_o)$ の $1/2$ となる。カレントミラー回路により出力電流 $I_{out}$ を2倍にした場合の電流の温度特性を実線で記してある。比較のために、図3(a)の回路の電流の温度特性を破線に示す。図4(a)の回路と図3(a)の回路では、明らかに温度係数が変わっているのが分かる。

【0031】図5(a)は、温度依存性を有する電流源1の第3の具体例を示す図であり、やはり温度係数を自

$$\begin{aligned} I_{out}(\Delta T) &= I_{111}(\Delta T) - I_{113} \\ &= I_o(T_o) \times (1 + k \Delta T / T_o) - m I_o(T_o) \\ &= I_o(T_o) \times (1 - m + k \Delta T / T_o) \\ &= (1-m) I_o(T_o) \times (1 + k / (1-m) \times \Delta T / T_o) \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)から温度係数は $k/(1-m)$ となるため、 $0 \leq m \leq 1$ の範囲で温度係数を $k$ 以上にすることが可能となる。

【0033】図5(b)に、 $m=0.5$ とした場合の出力電流 $I_{out}$ の温度特性を示す。この場合、 $I_{out}(T)$ の温度係数は $2k$ となる。図5(c)には、 $m=1$ とした場合の出力電流 $I_{out}$ の温度特性を示している。この場合、温度 $T_o$ 以下においては、出力電流 $I_{out}$ は出力されず、温度 $T_o$ 以上において出力電流 $I_{out}(T)$ が出力される。カレントミラー回路により $I_{out}(T)$ を定数倍することで、破線に示す特性が得ることができる。

【0034】次に、図1に示した増幅器のいくつかの具体例を説明する。

<第1の具体例>図6は、図1に示した増幅器の第1の具体例を示す回路図である。この増幅器では、温度依存

はトランジスタQ113のコレクタ端子に接続され、コレクタ端子は電流出力端子とされ、ここから出力電流 $I_{out}$ が取り出される。

【0028】温度依存性のない電流源I113は、電源VccとトランジスタQ110のエミッタ端子との間に接続される。電流源I113の電流値は電流源I112の電流値以下と設定され、 $I_{113} = m I_{112}$  ( $0 \leq m \leq 1$ )とする。出力電流 $I_{out}$ は、温度依存性のある電流I111と温度依存性のない電流源I113の電流との差電流であるので、以下のように表される。

【0029】

由に設定できる電流源である。この回路は図2(b)に示したWidlar回路を基本として構成されている。図5(a)の回路接続において、図2(b)異なる点を示すと、トランジスタQ110のコレクタ端子は電流出力端子とされ、ここから出力電流 $I_{out}$ が出力される。温度依存性のない電流源I113は、電源VccとトランジスタQ110のエミッタ端子との間に接続される。電流源I113の電流値は電流源I112の電流値以下と設定され、 $I_{113} = m \cdot I_{112}$  ( $0 \leq m \leq 1$ )とする。出力電流 $I_{out}$ は温度依存性のある電流I111と温度依存性のない電流源I113の電流との差電流であるので、以下のように表される。

【0032】

性を有する電流源1として図3(a)に示した回路を用い、この電流源1の出力電流 $I_{out}$ (トランジスタQ114のコレクタ電流)をテール電流とした差動増幅器を増幅段2としている。

【0035】図6において、トランジスタQ100、Q101は差動増幅器の差動トランジスタ対を構成し、トランジスタQ100、Q101のベース端子間に入力信号電圧 $V_{in}$ が印加される。トランジスタQ100のコレクタ端子は抵抗R101を介して電源Vccに接続され、トランジスタQ101のコレクタ端子は抵抗R102を介して電源Vccに接続される。トランジスタQ100、Q101の共通エミッタ端子は、トランジスタQ114のコレクタ端子に接続され、トランジスタQ114のエミッタ端子は抵抗R114に接続される。出力信号電圧 $V_{out}$ は、トランジスタQ100、Q101のコレクタ端子間から取り出される。

【0036】トランジスタQ144に流れる差動増幅器のテール電流 $I_o(T)$ とすると、差動増幅器の利得は式(3)に示したように $2I_o(T) \times R_{101}/V_T$ で表される。一方、 $I_o(T)$ は式(5)と同様に表さ

$$G_2(T) = 2V_T(T) \ln(N) R_{101} / (R_{112} \times V_T(T)) \\ = 2 \ln(N) R_{101} / R_{112} \quad (13)$$

式(13)に示されるように、図6の構成により温度特性を持たない利得を得ることができる。また、図6では雑音の原因となるエミッタ縮退抵抗を用いていない。すなわち、本構成によれば雑音を増大させることなく、広い温度範囲にわたって安定した利得が得られる。

【0038】<第2の具体例>図7は、図1に示した増幅器の第2の具体例を示す回路図である。この増幅器では、温度依存性を有する電流源1として図4(a)に示した温度係数が1以上の電流源を用い、差動増幅器を増幅段2としている。図4(a)の回路の出力電流 $I_{ou}$

$$I_o(\Delta T) = M(1-m) I_o(T_o) \times (1 + (1-r) / (1-m) \times \Delta T / T_o) \quad (14)$$

ここで、Mは第2のカレントミラー回路のトランジスタQ117、Q118のエミッタ面積比である。M(1-

$$I_o(\Delta T) = I_o(T_o) \times (1 + M(1-r) \times \Delta T / T_o) \quad (15)$$

式(15)において、M=1、m=0の場合は図6と同じ回路となるため、図7の回路は図6を拡張した回路となる。

【0040】この図7の回路の有用性を以下に述べる。一般に、差動増幅器の出力段には図示しないエミッタフォロワ回路が設けられるが、一般にエミッタフォロワ回路も温度特性をもち、温度が高くなるほど利得が減少する。このようなエミッタフォロワ回路による出力段の温度補償も含めて差動増幅器の温度補償を行う場合、温度係数を1以上とする電流源が望まれる。このような場合に、図7の構成が有用である。例えば、温度係数を1.2としたい場合は、m=0.83、M=1.2とするように回路を設定すればよい(ただし、r=0と仮定した。)。ここで寸法が1:1.2のトランジスタを実現

$$I_o(\Delta T) = M(1-m) I_o(T_o) \times (1+k) / (1-m) \times \Delta T / T_o \quad (16)$$

式(16)において、温度 $T_o$ のとき $I_o(T_o)$ とするように設定すると、M(1-m)=1を満たすように

$$I_o(\Delta T) = I_o(T_o) \times (1 + Mk \times \Delta T / T_o) \quad (20)$$

この図7の構成によっても、図6と同様に差動増幅器以外の温度特性を補償することが可能である。

【0043】<第4の具体例>図1の増幅段2は差動増幅器に限られるものでなく、エミッタ端子が交流的に接地されているエミッタ接地増幅器であれば、同様に温度補償が可能となる。

【0044】図9は、図1に示した増幅器の第4の具体例を示す回路図であり、温度特性を有する電流源1として図3(a)に示した電流源を用い、増幅段2をトランジスタQ100とそのコレクタ端子に接続された負荷抵

れるので、差動増幅器の利得 $G_2(T)$ は次式で表される。

【0037】

tを取り出すために、トランジスタQ115、Q116による第1のカレントミラー回路が設けられ、さらにトランジスタQ117、Q118によるカレントミラー回路が構成される。

【0039】第2のカレントミラー回路においては、電流入力側のトランジスタQ117に式(11)で示される電流が流れ、電流出力側のトランジスタQ118から次式で示される電流が差動増幅器のテール電流として出力される。

m)=1とすると、式(14)は以下ようになる。

するには、トランジスタのエミッタ面積比を5:6とするカレントミラー回路を用いればよい。

【0041】<第3の具体例>図8は、図1に示した増幅器の第3の具体例を示す回路図である。この増幅器では、温度依存性を有する電流源1として図5(a)に示した温度係数を自由に設定する電流源を用い、差動増幅器を増幅段2としている。図5(a)の回路の出力電流 $I_{out}$ を取り出すために、トランジスタQ115、Q116による第1のカレントミラー回路が設けられ、さらにトランジスタQ117、Q118によるカレントミラー回路が構成される点は、図7と同様である。

【0042】この場合、トランジスタQ118の出力電流は次式で表わされる。

M、mを設定する条件が加わる。この場合の電流 $I_{out}(\Delta T)$ (= $I_o(\Delta T)$ )は、次式で表される。

抗 $R_{101}$ とで構成し、トランジスタQ100のエミッタ端子にトランジスタQ114と交流接地用のキャパシタC100を並列に接続している。温度依存性を有する電流源1として、図4(a)または図5(a)の回路を用いてエミッタ接地増幅器を構成してもよいことはいうまでもない。

【0045】次に、本発明を可変利得増幅器に適用した実施形態について説明する。

(第2の実施形態)図10は、本発明の第2の実施形態として温度補償を施した可変利得増幅器を示している。



温度依存性を有する電流源11の出力電流 $I_{out}$ は、乗算器13の一方の入力に供給される。第1の利得制御電圧 $V_x$ は電圧-電流変換回路12によって $cV_x$  ( $c$ は定数)なる電流に変換された後、乗算器13の他方の入力に供給される。乗算器13からは温度依存性を有する利得制御電流 $I_{CNT}(T)$ が出力され、これが制御信号変換回路14により第2の利得制御電圧 $V_y$ に変換され、利得制御増幅器15に供給される。

【0046】携帯無線機のような無線通信機器における無線送受信機回路では、 $IF$  (中間周波数) 段に可変利得増幅器が配置され、この可変利得増幅器により $IF$ 信号を適正なレベルに調整できるように構成される。また、近年盛んに開発が進められているCDMA (符号分割多元接続) 方式の無線通信機器では、送信電力制御が必須であるため、この $IF$ 段の可変利得増幅器は70dB以上の信号レベル制御を可能とするような広範囲の利得制御を行うことが求められる。

【0047】一般に、このような広範囲の利得制御を行うためには、利得制御信号に対して指数関数的に信号レベルを調節することが要求される。しかし、従来の可変利得増幅器では、利得制御信号に対して指数関数的に信号レベルを調節できる範囲がかなり制限され、上記の要求に応えることが難しく、この範囲を超えて利得を変化させるようにすると制御が困難になってしまうという問題があった。

【0048】本実施形態によれば、第1の利得制御電圧 $V_x$ に対して指数関数的に利得制御増幅器15の利得を制御できる範囲が拡大され、しかも利得の温度依存性を小さくすることができる。

【0049】以下、図10の各部の具体例について説明する。まず、温度依存性を有する電流源11としては、第1の実施形態における電流源1と同様に、図3

(a)、図4(a)、図5(a)のいずれの回路を用いることも可能であるが、以下の説明では図3(a)の回路を用いるものとする。

【0050】図11は、図10における電圧-電流変換回路12の具体的な回路例を示している。この回路は、トランジスタ $Q_{20}$ 、 $Q_{21}$ 、エミッタ縮退抵抗 $R_{20}$ および電流源 $I_{20}$ 、 $I_{21}$ からなる差動回路と、トランジスタ $Q_{22}$ 、 $Q_{23}$ および抵抗 $R_{20}$ 、 $R_{21}$ からなるカレントミラー回路で構成される。

【0051】第1の利得制御電圧 $V_x$ は、差動回路の一方のトランジスタ $Q_{21}$ のベース端子に与えられ、他方のトランジスタ $Q_{20}$ のコレクタ端子から電流に変換されて出力される。カレントミラー回路は、トランジスタ

$$\begin{aligned} I_{CNT}(T) &= I(T) V_x / V_{xmax} \\ &= a \ln(N) [VT(T) / R_{112}] \\ &\quad \times [V_x / V_{xmax}] \end{aligned} \quad (18)$$

図13は、図10における制御信号変換回路14と利得制御増幅器15の一部を具体的に示している。制御信号

$Q_{20}$ のコレクタ電流を入力電流としてトランジスタ $Q_{22}$ で受け、トランジスタ $Q_{23}$ のコレクタ端子から電流信号 $cV_x$ を取り出す。この電圧-電流変換回路の出力電流は $V_x / R_{20}$ と近似できるため、定数 $c$ は $c = 1 / R_{20}$ と近似できる。

【0052】図12は、図10における乗算器13の具体的な回路例を示している。温度依存性のない電流源 $I_{ref1}$ は、電源 $V_{cc}$ と差動トランジスタ対を構成するトランジスタ $Q_{10}$ 、 $Q_{11}$ の共通エミッタ端子に接続される。トランジスタ $Q_{10}$ のコレクタ端子とベース端子は共通接続され、第1の利得制御電圧 $V_x$ にある定数 $c$  (コンダクタンス) を乗じた電流 $cV_x$ を発生する可変電流源を介して接地される。トランジスタ $Q_{11}$ のベース端子は基準電圧源 $V_{BB1}$ に接続され、コレクタ端子は接地される。

【0053】温度依存性を有する電流源 $I(T)$ は、電源電圧 $V_{cc}$ と差動トランジスタ対を構成するトランジスタ $Q_{12}$ 、 $Q_{13}$ の共通エミッタ端子に接続される。トランジスタ $Q_{13}$ のコレクタ端子はトランジスタ $Q_{14}$ 、 $Q_{15}$ と抵抗 $R_{10}$ 、 $R_{11}$ からなるカレントミラー回路の電流入力端子に接続され、ベース端子はトランジスタ $Q_{10}$ のベース端子に接続される。トランジスタ $Q_{12}$ のベース端子は基準電圧源 $V_{BB1}$ に接続され、コレクタ端子は接地される。カレントミラー回路の電流出力端子はトランジスタ $Q_{15}$ のコレクタ端子であり、ここから利得制御電流 $I_{CNT}(T)$ が出力される。

【0054】温度依存性を有する電流源 $I(T)$ は、図3(a)の回路から出力される電流 $I_{out}$ の定数倍の電流 $aVT \cdot \ln(N) / R_{112}$ を流す電流源である。また、入力第1の利得制御電圧 $V_x$ の最大値を $V_{xmax}$ とすると、 $I_{ref1}$ には $cV_{xmax}$ の電流が流れるものとする。

【0055】この回路において、トランジスタ $Q_{10}$ には電流源 $I_{ref1}$ の電流 $cV_{xmax}$ のうち、電流 $cV_x$ が流れるように設定されている。トランジスタ $Q_{10}$ 、 $Q_{11}$ のベース端子間の電圧とトランジスタ $Q_{12}$ 、 $Q_{13}$ のベース端子間の電圧は等しいため、トランジスタ $Q_{12}$ 、 $Q_{13}$ からなる差動回路のコレクタ電流と $I(T)$ の比は $cV_x / cV_{xmax}$ となる。従って、トランジスタ $Q_{13}$ のコレクタ端子には電流 $I$

( $T$ )  $V_x / V_{xmax}$ が流れることになる。トランジスタ $Q_{14}$ 、 $Q_{15}$ と抵抗 $R_{10}$ 、 $R_{11}$ からなるカレントミラー回路の電流利得を1とした場合、出力電流 $I_{CNT}(T)$ は以下ようになる。

【0056】

変換回路14には、図10で説明したように第1の利得制御電圧 $V_x$ を電圧-電流変換回路12により変換した

電流  $cV_x$  と温度依存性を有する電流源 11 からの出力電流  $I_{out}$  とを乗算器 13 で乗じて得られる利得制御電流  $I_{CNT}$  が入力される。

【0057】図13において、第1のトランジスタQ20のベース端子は電圧源  $V_{BE}$  および抵抗  $R$  の一端に接続され、抵抗  $R$  の他端と第2のトランジスタQ21のベース端子は図10における乗算器13の出力端子に接続され、利得制御電流  $I_{CNT}$  ( $=kV_x$ ) が供給される。

【0058】トランジスタQ21のエミッタ端子は接地され、コレクタ端子はトランジスタQ22、Q23および抵抗  $R_{10}$ 、 $R_{11}$  からなるカレントミラー回路の電流入力端子（トランジスタQ22のベース端子およびコレクタ端子）に接続される。このカレントミラー回路の電流出力端子（トランジスタQ23のコレクタ端子）は、トランジスタQ10のコレクタ端子に接続されている。

【0059】利得制御電流  $I_{CNT}$  は、制御信号変換回路14によって第2の利得制御電圧  $V_y$  に変換され、差動増幅器の差動トランジスタ対を構成するトランジスタQ1、Q2のベース端子間に入力される。これによりトランジスタQ1、Q2の共通エミッタ端子から入力され

$$\begin{aligned} V_y &= V_{BEQ11} - V_{BEQ10} \\ &= VT \cdot \ln(I_{O1} / I_{S1}) - VT \cdot \ln(I_{O1} / I_{S1}) \\ &= VT \cdot \ln(I_{O1} / I_{S1} - 1) \\ &= VT \cdot \ln(\exp(RkV_x / VT) - 1) \end{aligned} \quad (19)$$

一方、利得制御増幅器15の利得、つまり  $I_{sig}$  から  $I_a$  の伝達関数は、次式で近似される。

$$I_a / I_{sig} = 1 / (1 + \exp(V_y / VT)) \quad (20)$$

式(19)と式(20)から、 $I_a / I_{sig}$  は次式となる。

$$\begin{aligned} I_a / I_{sig} &= 1 / (1 + \exp(VT / VT \cdot \ln(\exp(RkV_x / VT) - 1))) \\ &= 1 / (1 + \exp(RkV_x / VT) - 1) \\ &= 1 / \exp(RkV_x / VT) \\ &= \exp(-RkV_x / VT) \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)と式(20)を比較して分かるように、制御信号変換回路14を用いることで、広範囲に変化する第1の利得制御電圧  $V_x$  に対して利得が指数関数的に変化する。

【0063】図14に、利得制御電流  $I_{CNT}$  が温度依存性を持たない場合の第1の利得制御電圧  $V_x$  (V) に対する利得制御増幅器15のdB表示の利得の変化を示す。図14および式(21)から分かるように、温度により利得制御信号に対するdB表示の利得の傾きが変化する。利得の変化は温度が高くなれば変化が小さくなり、温度が低くなれば変化が大きくなる。これは温度  $V$

$$k = a \cdot \ln(N) / V_{xmax} [VT(T) / R_{112}] \quad (22)$$

この式(22)を式(21)に代入すると、次式に示すように温度依存性のない可変利得特性、つまり温度によ

$$\begin{aligned} I_a / I_{sig} &= \exp(-RkV_x / VT) \\ &= \exp(-R \cdot a \cdot \ln(N)) \end{aligned}$$

る電流信号  $I_{sig}$  が減衰され、トランジスタQ1のコレクタ端子から電流  $I_a$  として取り出される。

【0060】この動作を説明すると、図13における利得制御電流  $I_{CNT}$  として、いま第1の利得制御電圧信号  $V_x$  を電圧-電流変換した電流  $kV_x$  が流れるとすれば、トランジスタQ20のベース・エミッタ間電圧は  $V_{BE}$  であるのに対し、トランジスタQ21のベース・エミッタ間電圧は  $V_{BE} - RkV_x$  となる。従って、トランジスタQ20のコレクタ電流  $I_o$  は  $I_s \cdot \exp(V_{BE} / VT)$ 、トランジスタQ21のコレクタ電流  $I_1$  は  $I_s \cdot \exp((V_{BE} - RkV_x) / VT) = I_o \cdot \exp(-RkV_x / VT)$  となる。

【0061】トランジスタQ21のコレクタ電流  $I_1$  は、トランジスタQ22、Q23と  $R_{10}$ 、 $R_{11}$  からなるカレントミラー回路を介してトランジスタQ10のベースおよびコレクタ端子に流れる。トランジスタQ11のベース端子は電圧源  $V_{BB}$  に接続されており、トランジスタQ11のコレクタ端子には、近似的にトランジスタQ20のコレクタ電流  $I_o$  とQ10のコレクタ電流  $I_1$  の差電流  $I_o - I_1$  が流れる。従って、第2の利得制御電圧  $V_y$  は以下の式で表される。

【0062】

Tの温度特性により生じるものであり、この温度特性を小さくできるような可変利得増幅器が望まれる。

【0064】本実施形態によると、温度依存性を持つ利得制御電流  $I_{CNT}(T)$  を制御信号変換回路14に入力することによって、利得の温度特性を小さくした可変利得増幅器を実現できる。以下、この理由について説明する。

【0065】今、利得制御電流を  $I_{CNT}(T) = k \cdot V_x$  とおくと、本実施形態では  $k$  は温度依存性を持ち、次式で与えられる。

【0066】  
 して利得が変化しない特性が得られる。

$$\begin{aligned} & / V_{x \max} [V_T(T) / R_{112}] V_x / V_T(T) \\ & = \exp(-a \cdot \ln(N) (R / R_{112}) \\ & \quad \cdot (V_x / V_{x \max})) \end{aligned} \quad (23)$$

ここで、式(23)においては温度依存性を示す要素として、抵抗値(R, R<sub>112</sub>)が含まれているが、抵抗値の割算となっているため、抵抗の温度特性は相殺される。

【0067】このように本実施形態の可変利得増幅器によれば、第1の利得制御電圧V<sub>x</sub>に対して利得を指数関数的に変化させることができ、加えて温度による利得変化を小さくすることができる。

【0068】(第3の実施形態)図15は、本発明の第3の実施形態に係る温度補償を施した可変利得増幅器であり、第2の実施形態との違いは温度に依存しない利得制御電流I<sub>CNT0</sub>(=k<sub>0</sub>・V<sub>x</sub>)と温度に依存する成分のみからなる利得制御電流I<sub>CNT1</sub>(T)を加算することにより、利得制御電流I<sub>CNT</sub>を生成する点にある。

【0069】図15において、温度依存性を有する電流源21は、温度依存性を有する電流成分のみを出力する電流源であり、この電流源21からの出力電流I<sub>out</sub>は乗算器13の一方の入力に供給される。第1の利得制御電圧V<sub>x</sub>は、電圧-電流変換回路12によってcV<sub>x</sub>(cは定数)なる電流に変換された後、乗算器13の他方の入力に供給される。乗算器13からは、温度に依存する成分のみからなる利得制御電流I<sub>CNT1</sub>(T)が出力される。

【0070】一方、温度依存性のない電流源22からは温度に依存しない電流が出力され、乗算器24の一方の入力に供給される。第1の利得制御電圧V<sub>x</sub>は電圧-電圧変換回路23にも供給され、この電圧-電流変換回路23により電流に変換された後、乗算器24の他方の入力に供給される。乗算器24からは、温度に依存しない利得制御電流I<sub>CNT0</sub>=k<sub>0</sub>・V<sub>x</sub>が出力される。

【0071】乗算器13から出力される温度に依存する成分のみからなる利得制御電流I<sub>CNT1</sub>(T)と、乗算器24から出力される温度に依存しない利得制御電流I<sub>CNT0</sub>とは加算器25により加算され、温度依存性

$$\begin{aligned} I_{Q41}(T) &= I_{35}(T) V_x / V_{x \max} \\ &= d \cdot \ln(N) [V_T(T) / R_{112}(T) - V_T(T_0) / \\ & \quad R_{112}(T_0)] V_x / V_{x \max} \quad ; T \geq T_0 \\ &= 0 \quad ; T < T_0 \end{aligned} \quad (24)$$

ここで、dは定数である。

【0077】V<sub>T</sub>(T)=V<sub>T</sub>(ΔT)=V<sub>T</sub>(T<sub>0</sub>)

[1+ΔT/T<sub>0</sub>]と表し、R<sub>112</sub>(T)=R<sub>112</sub>(ΔT)=R<sub>112</sub>(T<sub>0</sub>) [1+rΔT/T<sub>0</sub>]と近

$$\begin{aligned} I_{Q41}(T) &= I_{Q41}(\Delta T) \\ &= d \cdot \ln(N) V_T(T_0) / R_{112}(T_0) \\ & \quad \times ((1-r) \Delta T / T_0) V_x / V_{x \max} \end{aligned} \quad (25)$$

同様に、トランジスタ35の電流I<sub>Q35</sub>は以下のように

を有する利得制御電流I<sub>CNT</sub>(T)となり、これが制御信号変換回路14により第2の利得制御電圧V<sub>y</sub>に変換され、利得制御増幅器15に供給される。

【0072】図16は、図15における温度依存性を有する電流源21と乗算器13の部分の具体例であり、電流源21は温度に依存する成分のみの電流を発生する。温度依存性のない電流源22は、エミッタ縮退抵抗を用いた差動増幅器等を別に用意して発生させる。図16の回路構成は、図12(a)の回路と図12(a)の回路の極性を反転した回路を2つ用いて構成されている。それぞれの出力はトランジスタQ35のコレクタ端子およびトランジスタQ41のコレクタ端子から得られ、トランジスタQ35、Q41のコレクタ端子を共通接続することにより、温度に依存する成分のみからなる利得制御電流I<sub>CNT1</sub>(T)が得られる。

【0073】電流源I31、I34は、図15の電圧-電流変換回路12の出力電流に相当する温度依存性のない利得制御電流cV<sub>x</sub>が流れる電流源であり、その電流値はcV<sub>xmax</sub>に設定される。

【0074】温度依存性を有する電流源I30(T)は、図4(a)または図5(a)に示した回路を用いて構成され、その電流は図5(c)に示すように温度T<sub>0</sub>において電流が0となり、温度の上昇に応じて電流が増加し、T<sub>0</sub>以下においては電流は0となるように設定される。

【0075】電流源I35(T)は、図4(a)または図5(a)に示した回路を用いて構成され、その電流は図5(c)に対して反対の特性を示すように設定される。すなわち、温度T<sub>0</sub>において電流が0となり、T<sub>0</sub>以上温度が上昇した場合は電流が0となり、T<sub>0</sub>以下においては温度に比例して電流が増加するように設定される。

【0076】次に、図16の回路の動作について説明する。トランジスタQ41のコレクタ電流I<sub>Q41</sub>は、次式で表される。

似すると、式(24)のT≥T<sub>0</sub>の場合は以下のように近似できる。

【0078】

なる。

$$I_{Q35}(T) = I_{Q35}(\Delta T)$$

$$= 0 \quad ; T \geq T_0$$

$$= d \cdot \ln(N) V_T(T_0) / R_{112}(T_0) \times ((1-r) \Delta T / T_0) V_x / V_{x\max} \quad ; T < T_0 \quad (26)$$

$$I_{CNT1}(T) = I_{CNT1}(\Delta T) \text{ は、} I_{Q41}(\Delta T) \text{ なる。}$$

$I_{Q35}(\Delta T)$  の減算であるので、以下のように

$$\begin{aligned} I_{CNT1}(\Delta T) &= I_{Q41}(\Delta T) - I_{Q35}(\Delta T) \\ &= d \cdot \ln(N) V_T(T_0) / R_{112}(T_0) \\ &\quad \times ((1-r) \Delta T / T_0) V_x / V_{x\max} \\ &= k_1(\Delta T) V_x \end{aligned} \quad (27)$$

ここで、 $k_1(\Delta T) = d \cdot \ln(N) V_T(T_0) / R_{112}(T_0) \times ((1-r) \Delta T / T_0) / V_{x\max}$  とした。図15の  $I_{CNT}(T)$  は、以下のようになる。

$$\begin{aligned} I_{CNT}(T) &= I_{CNT0} + I_{CNT1}(T) \\ &= (k_0 + k_1(\Delta T)) V_x \\ &= k_0 (1 + k_1(\Delta T) / k_0) V_x \end{aligned} \quad (28)$$

一方、図13で示した利得制御増幅器15の利得  $I_a / I_{sig}(T) = R(T_0) [1 + r \Delta T / T_0]$  と近似すると、利得  $I_a / I_{sig}$  は以下のように近似できる。

と表される。ここで、 $V_T(T) = V_T(\Delta T) = V_T(T_0) [1 + \Delta T / T_0]$  と表し、 $R(T) = R(\Delta T)$  【0079】

$$\begin{aligned} I_a / I_{sig}(\Delta T) &= \exp(-k(\Delta T) / (1 + (1-r) \Delta T / T_0)) \\ &\quad \times [R(T_0) / V_T(T_0)] \times V_x \end{aligned} \quad (29)$$

また、式(28)と図13を対応させると、 $k(\Delta T) = k_0 (1 + k_1(\Delta T) / k_0) / (1 + (1-r) \Delta T / T_0) = f(\Delta T)$  は以下のようになる。

【0080】

従って、式(29)の  $k(\Delta T) / (1 + (1-r) \Delta T / T_0)$

$$\begin{aligned} f(\Delta T) &= k_0 (1 + k_1(\Delta T) / k_0) \\ &\quad / (1 + (1-r) \Delta T / T_0) \\ &= k_0 (1 + d \cdot \ln(N) V_T(T_0) / R_{112}(T_0) \times ((1-r) \Delta T / T_0) / (k_0 \cdot V_{x\max})) / (1 + (1-r) \Delta T / T_0) \\ &= k_0 (1 + (1-r) \Delta T / T_0) / (1 + (1-r) \Delta T / T_0) \\ &= k_0 \end{aligned} \quad (30)$$

ここで、 $d \cdot \ln(N) V_T(T_0) / R_{112}(T_0) / (k_0 V_{x\max}) = 1$  とした。式(30)より 利得特性が実現できる。

式(29)は式(31)となり、温度に依存しない可変 【0081】

$$I_a / I_{sig}(\Delta T) = \exp(-k_0 [R(T_0) / V_T(T_0)] \times V_x) \quad (31)$$

【0082】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば例えばバンドギャップリファレンス回路やWidlarの回路を用いて温度依存性のある電流を取り出すように構成した温度依存性を有する電流源を差動増幅器の差動トランジスタ対の共通エミッタ端子、またはエミッタ接地型トランジスタのエミッタに接続することにより、エミッタ縮退抵抗を用いた場合のような雑音の増大を伴うことなく、広い温度範囲にわたり安定した利得が得られる増幅器を提供することができる。

【0083】さらに、本発明によると、利得制御増幅器の利得が利得制御信号に対して指数関数的に変化する可

変利得増幅器の利得制御信号を温度依存性を有する電流源を用いて生成することにより、利得制御が容易であって、しかも温度に対して安定な可変利得制御特性を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施形態に係る温度補償を施した増幅器の概略構成を示すブロック図

【図2】 温度依存性のない電流源の原型となる従来のバンドギャップリファレンス回路およびWidlar回路の回路図

【図3】 バンドギャップリファレンス回路から温度依存性を有する電流を取り出す電流源の一例を示す回路図

およびその温度特性を示す図

【図 4】 バンドギャップリファレンス回路から温度依存性を有する電流を取り出す電流源の他の例を示す回路図およびその温度特性を示す図

【図 5】 Widlar 回路から温度依存性を有する電流を取り出す電流源の一例を示す回路図およびその温度特性を示す図

【図 6】 同実施形態に係る増幅器の第 1 の具体例を示す回路図

【図 7】 同実施形態に係る増幅器の第 2 の具体例を示す回路図

【図 8】 同実施形態に係る増幅器の第 3 の具体例を示す回路図

【図 9】 同実施形態に係る増幅器の第 4 の具体例を示す回路図

【図 10】 本発明の第 2 の実施形態に係る可変利得増幅器の概略構成を示すブロック図

【図 11】 同実施形態における電圧-電流変換回路の具対例を示す回路図

【図 12】 同実施形態における乗算器の具体例を示す回路図

【図 13】 同実施形態における制御信号変換回路およ

び利得制御増幅器の具体例を示す回路図

【図 14】 同実施形態に係る可変利得増幅器の温度補償を施さない場合の温度特性を示す図

【図 15】 本発明の第 3 の実施形態に係る可変利得増幅器の概略構成を示すブロック図

【図 16】 同実施形態における要部の具体例を示す図

【図 17】 従来の温度依存性のない差動増幅器および温度依存性の大きな差動増幅器を示す回路図

【符号の説明】

1…温度依存性を有する電流源

2…増幅段（差動増幅器またはエミッタ接地増幅器）

11…温度依存性を有する電流源

12…電圧-電流変換回路

13…乗算器

14…制御信号変換回路

15…利得制御増幅器

21…温度依存性を有する電流源

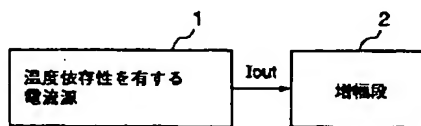
22…温度依存性のない電流源

23…電圧-電流変換回路

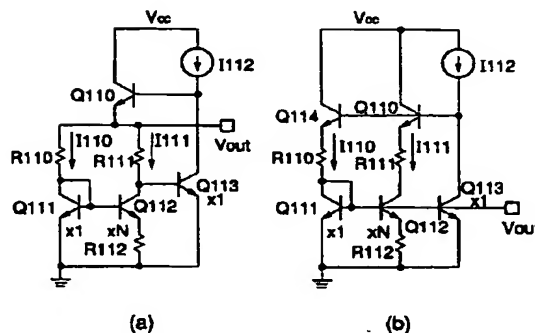
24…乗算器

25…加算器

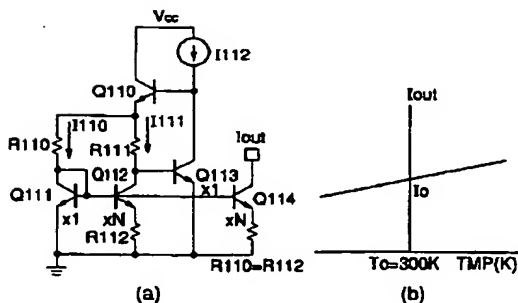
【図 1】



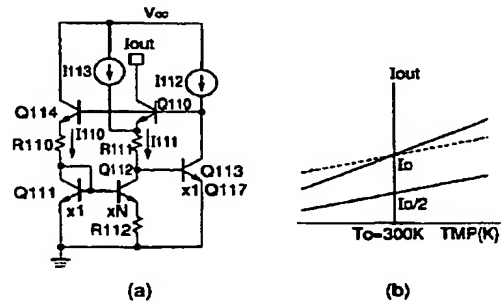
【図 2】



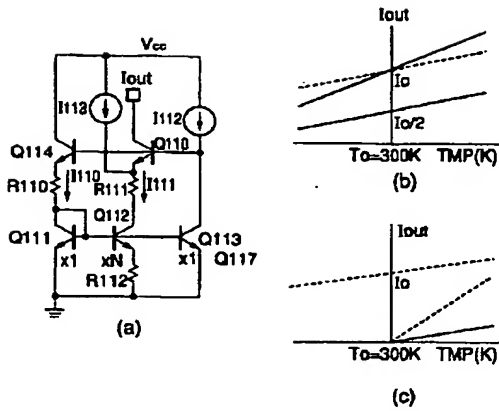
【図 3】



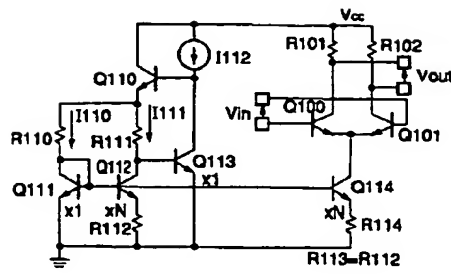
【図 4】



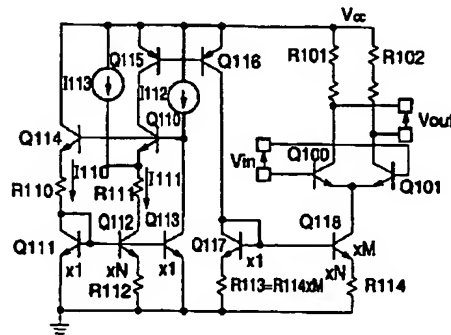
【図5】



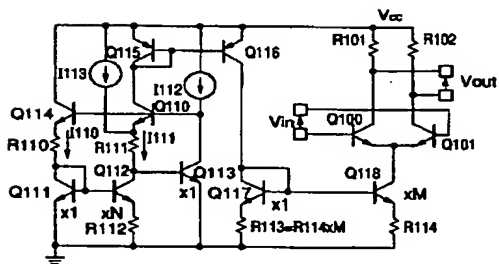
【図6】



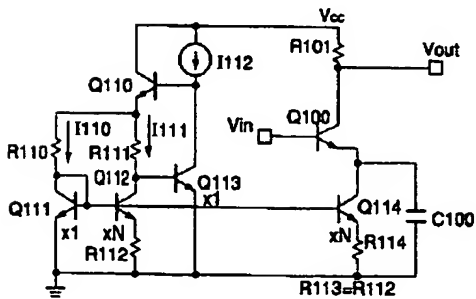
【図8】



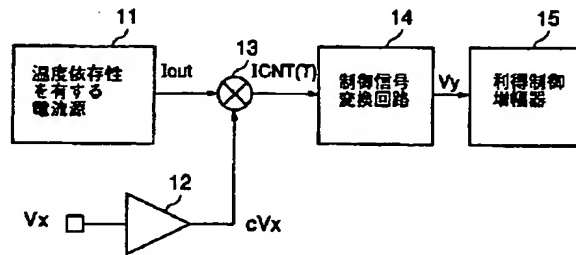
【図7】



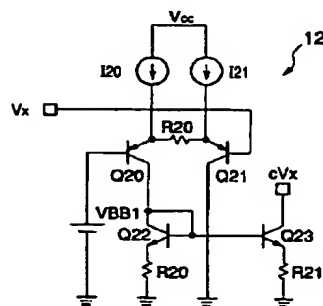
【図9】



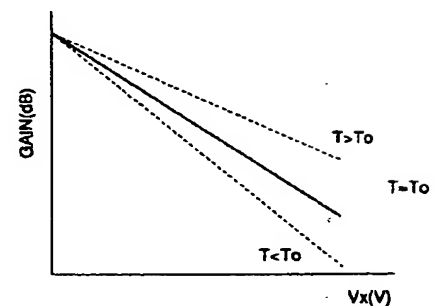
【図10】



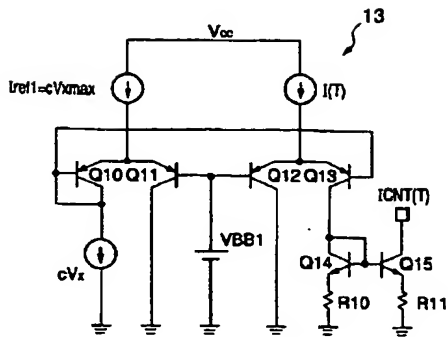
【図11】



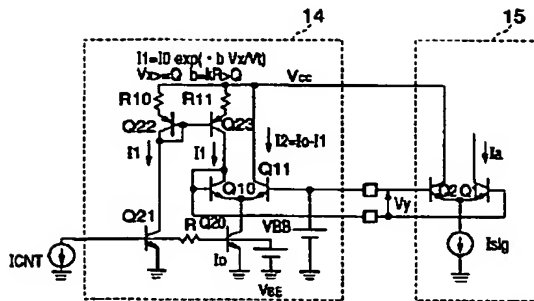
【図14】



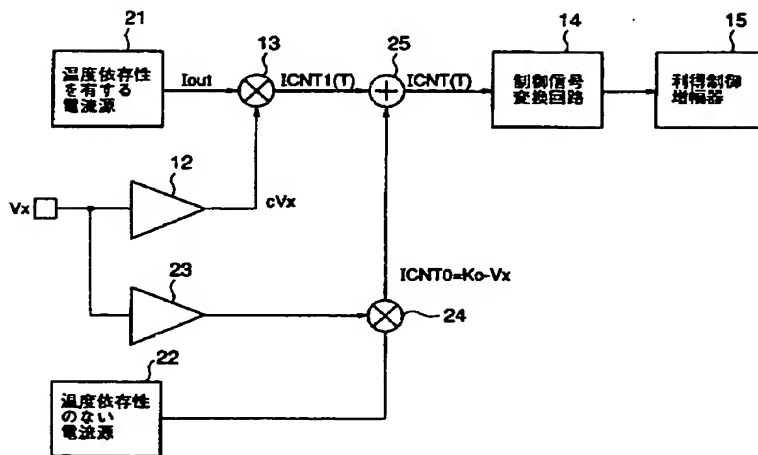
【図 12】



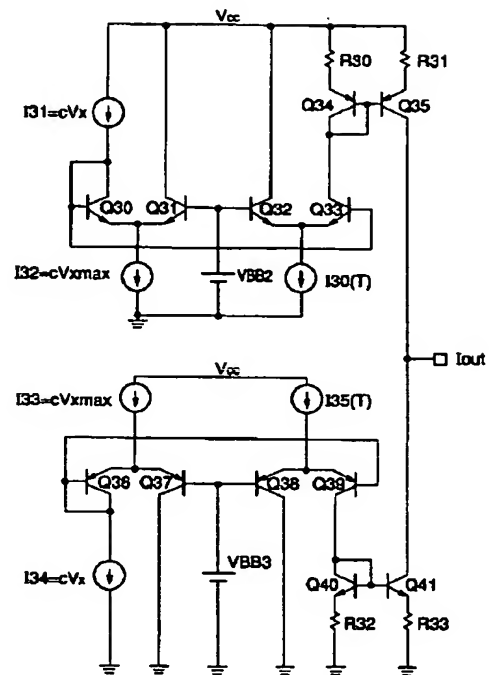
【図 13】



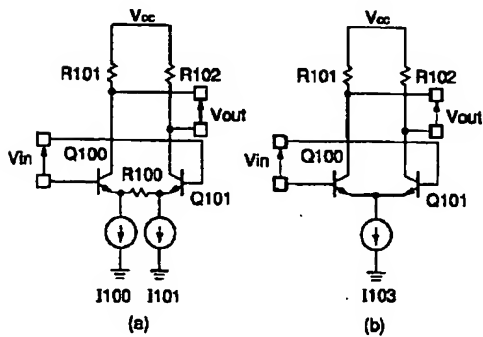
【図 15】



【図 16】



【図 17】



## フロントページの続き

F ターム(参考) 5J066 AA01 AA12 AA43 AA59 CA02  
CA43 CA82 FA05 FA08 FA10  
HA02 HA25 KA02 KA05 KA08  
KA09 KA10 KA12 KA26 KA27  
KA47 MA19 MA21 MD05 ND04  
ND22 ND24 ND28 PD02 SA01  
TA01 TA04  
5J090 AA01 AA12 AA43 AA59 CA02  
CA43 CA82 CN02 FA05 FA08  
FA10 FN06 FN09 HA02 HA25  
HN03 HN04 KA02 KA05 KA08  
KA09 KA10 KA12 KA26 KA27  
KA47 MA19 MA21 SA01 TA01  
TA04